

No. 2



1/1



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number: 08088589

(43)Date of publication of application: 02.04.1996

(51)Int.CI.

H04B 1/707
 H04B 7/26
 H04B 14/00
 H04L 7/00

(21)Application number: 07160371

(22)Date of filing: 27.06.1995

(71)Applicant:

HITACHI LTD

OGOSHI YASUO
DOI NOBUKAZU
YANO TAKASHI

(72)Inventor:

(30)Priority

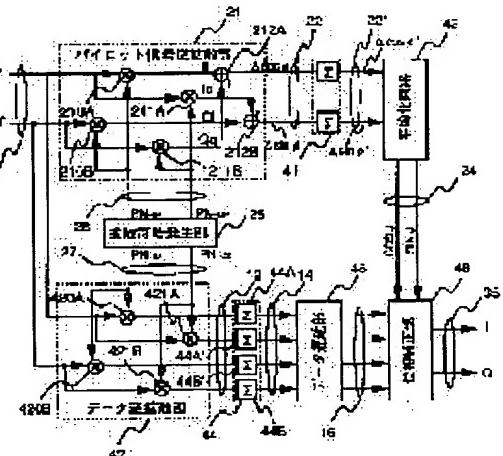
Priority number: 06167675 Priority date: 20.07.1994 Priority country: JP

(54) MOBILE STATION AND DETECTION METHOD FOR CDMA MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To reduce the operation speed of a detection circuit part of a mobile station by performing averaging of the phase error, delay of reception data, and phase correction processing in a symbol rate unit.

CONSTITUTION: An accumulator 41 converts a phase error signal 22, which is outputted from a pilot signal inverse spread circuit part 21 at a chip rate, to a phase error signal 22' of a symbol rate and supplies it to an averaging circuit part 43. An accumulator 44 converts a data signal group 12, which is outputted from a data inverse spread circuit part 42 at the chip rate, to a data signal group 14 of the symbol rate and supplies it to a data delay circuit 48. A phase correction circuit part 49 corrects the value of a data signal group 16, which is outputted from the delay circuit part 48 at the symbol rate, in accordance with a phase correction signal 24 outputted from the averaging circuit part 43. By this constitution, the operation speed or the circuit part required for phase correction is reduced, and the power consumption of the mobile station is reduced.



LEGAL STATUS

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-88589

(43)公開日 平成8年(1996)4月2日

(51)Int.Cl.^b
H 04 B 1/707
7/26
14/00

識別記号 庁内整理番号
E

F I

技術表示箇所

H 04 J 13/00
H 04 B 7/26

D
X

審査請求 未請求 請求項の数6 OL (全9頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願平7-160371
(22)出願日 平成7年(1995)6月27日
(31)優先権主張番号 特願平6-167675
(32)優先日 平6(1994)7月20日
(33)優先権主張国 日本 (JP)

(71)出願人 000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地
(72)発明者 大越 康雄
東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内
(72)発明者 土居 信数
東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内
(72)発明者 矢野 隆
東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内
(74)代理人 弁理士 小川 勝男

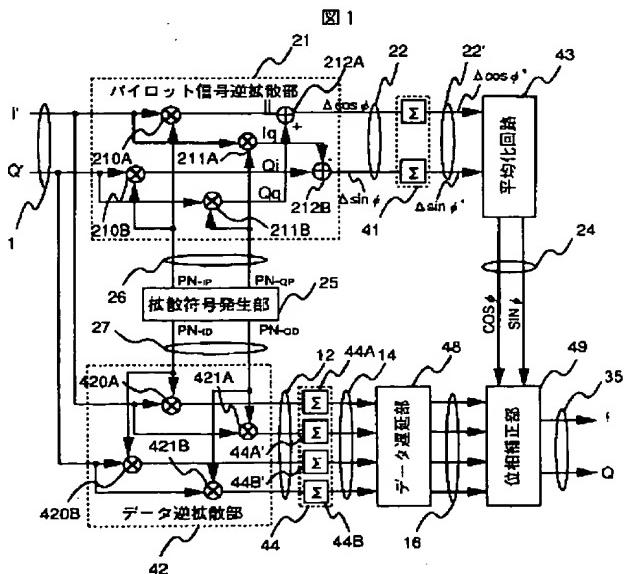
(54)【発明の名称】 CDMA移動通信システムの移動局および検波方法

(57)【要約】

【目的】 CDMA移動通信システムの移動局における検波回路部の動作を低速化する。

【構成】 直交検波された受信信号(I' , Q')1をパイロット信号用拡散符号によって逆拡散することによって位相誤差信号を生成する逆拡散回路21と、上記受信信号1をデータ信号用拡散符号によって逆拡散することによってデータ信号群12を生成する逆拡散回路42と、上記位相誤差信号とデータ信号群の伝送レートをそれぞれシンボルレートの信号に変換するアキュムレータ41、44と、シンボルレートの位相誤差信号から位相補正信号24を生成する平均化回路部43と、上記位相補正信号24に応じて上記データ信号群を補正し、位相誤差が除去されたデータ信号(I , Q)35を生成する位相補正回路部49とからなる。

【効果】 位相誤差の平均化、受信データの遅延、位相補正処理をシンボルレート単位で行うことにより、動作クロックの低速化、低消費電力化ができる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 基地局がパイロット信号と送信データの I、Q 成分をそれぞれ固有の拡散符号によってスペクトラム拡散多重化した後、直交変調して送信する CDMA (CodeDivision Multiple Access) 移動通信システムのための移動局であって、

受信信号を I 成分多重化信号と Q 成分多重化信号に分離するための直交検波回路 (504, 520) と、

上記 I 成分多重化信号と Q 成分多重化信号をそれぞれパイロット信号の I 成分および Q 成分に固有の拡散符号を用いて逆拡散し、上記直交検波回路と上記基地局が備える直交変調回路との間の位相ずれ量に対応した値をもつ第 1、第 2 の位相誤差信号を生成するための第 1 の逆拡散回路 (21) と、

上記第 1 の逆拡散回路から供給される上記位相誤差信号を処理し、送信データのシンボルレートをもつ第 1、第 2 の位相補正信号を生成するための回路 (41, 43) と、上記 I 成分多重化信号と Q 成分多重化信号をそれぞれ受信すべきデータチャネルの I 成分および Q 成分に固有の拡散符号を用いて逆拡散し、一組のデータ信号群を出力するための第 2 の逆拡散回路 (42) と、

上記第 2 の逆拡散回路から出力されたデータ信号群の伝送レートを上記送信データのシンボルレートに変換するためのレート変換回路 (44) と、

上記シンボルレートに変換された各データ信号の値を上記第 1、第 2 の位相補正信号に応じて補正することによって、位相誤差を含まない I 成分データ信号と Q 成分データ信号を生成するための位相補正回路 (48, 49) とかなることを特徴とする移動局。

【請求項 2】 前記補正信号を生成する回路が、前記第 1 の逆拡散回路から供給された第 1、第 2 の位相誤差信号の伝送レートを前記データ信号のシンボルレートに変換するためのレート変換回路 (41) と、上記レート変換回路から供給される第 1、第 2 の位相誤差信号をそれぞれ所定の期間内で平均化することによって、前記第 1、第 2 の位相補正信号を生成するための一対の平均化回路 (43 : SR-A, SR-B) とかなり、

前記位相補正回路が、

シンボルレートに変換された前記データ信号群を 上記平均化回路における信号遅延時間によって決まる所定の時間だけ遅延させるための遅延回路 (48) と、上記遅延回路から供給されたデータ信号群の信号値を上記第 1、第 2 の位相補正信号に応じて補正し、該補正されたデータ信号群から前記 I 成分データ信号と Q 成分データ信号を生成する演算回路 (49) とかなることを特徴とする請求項 1 の移動局。

【請求項 3】 前記一対の平均化回路のそれぞれが、前記レート変換回路から時系列的に受信した複数シンボル期間の位相誤差信号を並列的に出力するための直並列変換回路 (SR-A, SR-B) と、上記直並列変換回路から出力さ

れた複数の位相誤差信号から、上記複数シンボル期間で平均化された値をもつ位相補正信号を生成するための手段 (235, 236) とかなり、

前記遅延回路 (44) が、上記直並列変換回路から並列的に出力される複数の位相誤差信号のうちの中央部に位置したものと対応したデータ信号を前記演算回路に供給するように、前記データ信号を遅延させることを特徴とする請求項 2 の移動局。

【請求項 4】 基地局がパイロット信号と送信データの I、Q 成分をそれぞれ固有の拡散符号によってスペクトラム拡散多重化した後、直交変調して送信する CDMA (CodeDivision Multiple Access) 移動通信システムのための移動局であって、

受信信号を直交検波によって I 成分多重化信号と Q 成分多重化信号に分離するための直交検波回路と、

上記 I 成分多重化信号と Q 成分多重化信号を それぞれパイロット信号の I 成分および Q 成分に固有の拡散符号を用いて逆拡散し、上記直交検波回路と上記基地局が備える直交変調回路との間の位相ずれ量に対応した値をもつ第 1、第 2 の位相誤差信号を生成するための第 1 の逆拡散回路 (21) と、

上記第 1 の逆拡散回路から供給された第 1、第 2 の位相誤差信号の伝送レートを上記送信データのシンボルレートに変換するための第 1 のレート変換器 (22) と、

上記各 I 成分多重化信号と Q 成分多重化信号を それぞれ受信すべきデータチャネルの I 成分および Q 成分に固有の拡散符号を用いて逆拡散し、一組のデータ信号群を出力するための第 2 の逆拡散回路 (42) と、

上記第 2 の逆拡散回路から出力されたデータ信号群の伝送レートを上記送信データのシンボルレートに変換するための第 2 のレート変換器 (44) と、

上記第 1 のレート変換器から供給されるシンボルレートの位相誤差信号に基づいて、上記第 2 のレート変換器から供給されるデータ信号群の各信号値を補正することによって、位相誤差を含まない I 成分データ信号と Q 成分データ信号を生成するための信号処理装置 (43, 48, 49) とかなることを特徴とする移動局。

【請求項 5】 前記信号処理装置が、

前記第 1 のレート変換器から供給される第 1、第 2 の位相誤差信号をそれぞれ所定の期間内で平均化することによって、第 1、第 2 の位相補正信号を生成するための平均化手段 (43) と、

前記第 2 のレート変換器から供給されるデータ信号群を上記平均化手段における信号遅延時間によって決まる所定の時間だけ遅延させるための遅延手段 (48) とを有し、

上記遅延手段によって遅延されたデータ信号群の各信号値が上記第 1、第 2 の位相補正信号に応じて補正されることを特徴とする請求項 1 の移動局。

【請求項 6】 基地局から移動局に、スペクトラム拡散に

よって多重化されたパイロット信号および送信データを直交変調して送信するCDMA(Code Division Multiple Access)移動通信システムにおける移動局のための検波方法であって、

受信信号を直交検波してI成分多重化信号とQ成分多重化信号に分離する；上記I成分多重化信号とQ成分多重化信号をそれぞれパイロット信号のI成分およびQ成分に固有の拡散符号を用いて逆拡散し、逆拡散によって得られた信号から第1、第2の位相誤差信号を生成するステップと、

上記各I成分多重化信号とQ成分多重化信号をそれぞれ受信すべきデータチャネルのI成分およびQ成分に固有の拡散符号を用いて逆拡散し、一組のデータ信号群を生成するステップと、

上記第1、第2の位相誤差信号を処理して、送信データのシンボルレートをもつ第1、第2の位相補正信号を生成するステップと、

上記データ信号群の伝送レートを送信データのシンボルレートに変換するステップと、

上記シンボルレートに変換された上記データ信号群の信号値を上記第1、第2の位相補正信号に従って補正し、補正されたデータ信号群から位相誤差を含まないI成分データ信号とQ成分データ信号を生成するステップとかなることを特徴とする検波方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、移動通信システムに関し、特に下り回線に挿入されたパイロット信号を用いてデータ復調を行うCDMA(Code Division Multiple Access)移動通信システムの移動局、および移動局における検波方法に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、検波(復調)方式として、PLL(Phase Locked Loop)回路を用いた同期検波方式や遅延検波(差動検波)方式などが知られている。

【0003】同期検波方式では、送受信機間のキャリア帯における搬送周波数および位相のずれを受信機側のPLL回路で補償する。同期検波方式を適用した移動通信システムでは、移動機が移動しフェージング等が発生した状態(動特性)において、PLL回路での追従ができなくなり、誤り率特性が著しく劣化するという問題がある。

【0004】一方、遅延検波方式では、送信機側で、差動符号化によりデータを送信信号の位相差に変換して送出し、受信機側では、差動復号化を行うことにより、信号の絶対位相を求めることなくデータ復調する。この方式によれば、送信機と受信機で搬送波の周波数と絶対位相を一致させる必要はなくなるが、移動機が静止した状態(静特性)においても誤り率特性が劣化する現象がある。

【0005】静特性、動特性の何れにおいても誤り率特性が劣化しない検波方式の1つとして、例えば、"CDMA移動機復調方式に関する一検討"、電子情報通信学会春季大会、A-5スペクトル拡散、A-268、p.p. 1-270(1994年)において、下り回線(チャネル)に挿入されたパイロット信号を用いるデータ復調方式が提案されている。

【0006】図2は、下り回線に挿入されたパイロット信号を用いる従来のCDMA移動通信システムにおいて、基地局51と移動局52との間で行われる信号の変復調の過程を示す。

【0007】基地局51は、各移動局宛の送信信号(データ信号)を直並列変換回路あるいは符号化回路によって2系列のデータ信号(I、Q)50に変換した後、データ信号I、Qをそれぞれ乗算器501A、501Bに入力して、データ信号用拡散符号54(PN-ID、PN-QD)によって拡散する。

【0008】上記拡散符号(PN-ID、PN-QD)には、例えば、送信データのシンボルレートの128倍のレートをもつ128チップ長の符号が用いられ、これによって、送信データの各符号(ビット)「1」または「0」が、128チップからなる符号パターンまたはこれを位相反転した符号パターンにそれぞれ変換される。

【0009】拡散符号54で拡散されたデータ信号I、Qは、それぞれ乗算器502A、502Bによって直交変調、例えば4相位相変調(QPSK: Quadrature PhaseShift Keying)をかけた後、加算器503で加算され、アンテナから無線周波数帯域55の電波として送信される。QPSKにおける信号I、Qの値(「1」または「0」)の組合せと信号空間との関係を図10の(A)に示す。

【0010】基地局は、同時に複数の移動局と通信するために、各移動局毎に固有のデータ信号用拡散符号を割当て、複数の信号チャネルを形成する。例えば、チャネルXでは、データ信号I(X)、Q(X)が、チャネルXに固有の拡散符号PN-ID(X)、PN-QD(X)で拡散され、チャネルYでは、データ信号I(Y)、Q(Y)が、チャネルYに固有の拡散符号PN-ID(Y)、PN-QD(Y)で拡散される。

【0011】基地局51は、これら複数チャネルのデータ信号の他に、各移動局52がデータ信号を復調する際に基準信号とするパイロット信号も送信する。上記パイロット信号は、固定のビットパターン(ビット「1」の連続パターン)をもつ2系列の信号I(P)、Q(P)を、それぞれ上記データ信号用の拡散符号54とは異なる了チップパターンをもつパイロット信号チャネルに固有の拡散符号PN-IP、PN-QPで拡散した後、データ信号と同様に、直交変調して上記無線周波数帯域55で送信される。

【0012】図2では、簡単化のために、1つの信号チ

チャネルの直交変調回路を示しているが、実際のCDMA送信回路では、それぞれ固有の拡散符号でスペクトル拡散された複数チャネル（データ信号チャネルおよびパイロット信号チャネル）の信号が、I信号成分、Q信号成分別にそれぞれ多重化された状態で、直交変調用の乗算器502A、502Bに入力される。

【0013】各移動局52では、アンテナから受信した信号を乗算器504A、504Bに入力し、発振器520から出力される局部発信周波数によって直交検波する。検波回路からの出力信号は、LPF（Low Pass Filter）56A、56Bによって高調波成分が除去され、受信信号（I'、Q'）1となる。

【0014】基地局における直交変調用の発信器510と各移動局における直交検波（復調）用発振器520は、互いに同期で動作しているため、上記検波後の受信信号（I'、Q'）1には、変調側との位相ずれ（あるいは周波数の不一致）に起因した信号値の誤差が含まれている。すなわち、上記発振器520による直交検波は仮の検波であって、受信信号（I'、Q'）1には、位相誤差の除去（以下、位相補正という）のための信号処理が必要となる。

【0015】図3は、受信信号（I'、Q'）1から位相ずれに起因する信号値誤差を除去し、基地局が送信したデータ信号と同じデータ信号（I、Q）を再生するための従来の移動局検波回路の構成を示す。

【0016】21は、受信信号1をパイロット信号用の拡散符号26で逆拡散し、位相ずれ角度に応じて変化する位相誤差信号（ $\Delta \cos \phi$ 、 $\Delta \sin \phi$ ）22を生成するパイロット信号逆拡散回路部、23は、上記逆拡散回路部21から出力された位相誤差信号（ $\Delta \cos \phi$ 、 $\Delta \sin \phi$ ）22を複数チップ期間にわたって平均化することによって、位相制御回路部30に与えるべき補正信号（ $\cos \phi$ 、 $\sin \phi$ ）24を生成するための平均化回路部を示す。25は、上記パイロット信号逆拡散回路部21に与えるべきパイロット信号用拡散符号（PN-IP、PN-QP）26および後述するデータ逆拡散回路部32に与えるべきデータ用拡散符号（PN-ID、PN-QD）27を発生するための拡散符号発生回路部である。上記データ用拡散符号（PN-ID、PN-QP）は、信号チャネルに固有の符号パターンをもつ。

【0017】28は、平均化回路部23で位相誤差信号（ $\Delta \cos \phi$ 、 $\Delta \sin \phi$ ）の平均化処理に要する時間に応じた時間だけ受信信号1を遅延させるためのデータ遅延回路部、30は、上記データ遅延回路部28から出力された受信信号29の位相を補正するための位相補正回路部、32は、位相補正された受信信号31をデータ用拡散符号27を用いて逆拡散するためのデータ逆拡散回路部、34は、上記逆拡散回路部32から出力されるチップレートのデータ信号33をシンボルレートをもつ復調データ（I、Q）に変換するためのアキュムレータである。

る。

【0018】ここで、図10の（B）を参照して、信号（I、Q）が常に（1, 1）の値でもって送信されるパイロット信号に着目して、基地局からの送信信号と移動局での受信信号1との関係を説明する。

【0019】基地局がI-Q信号空間の第1象限に位置する値（I = 1, Q = 1）で送信したパイロット信号P1は、位相ずれ角度が ϕ の場合、移動局のI'-Q'信号空間では、I = i'、Q = q'の値をもった信号となる。

10 位相ずれ角度 ϕ が $\pi/2$ を超えた場合、パイロット信号P1は、移動局のI'-Q'信号空間では、第1象限以外の他の象限（第2象限～第4象限）に位置した信号として受信されるため、基地局の送信信号とは全く異なる値となってしまう。

【0020】移動局では、上記パイロット信号P1が、点P2で示すように、本来的にはI'-Q'信号空間の第1象限内でi = qの値をもっていることを前提条件として、受信されたパイロット信号のI、Q成分の値から、I'-Q'信号空間とI-Q信号空間との位相ずれ量（角度 ϕ ）を検出する。

【0021】図3において、パイロット信号逆拡散回路21は、直交検波信号1（I'、Q'）をパイロット信号用拡散符号26によって逆拡散する。この時、入力信号1のうち、信号成分I'を乗算器210Aと211Aに、また、信号成分Q'を乗算器210Bと211Bに入力し、乗算器210A、210Bにはパイロット信号のI成分用の拡散符号26のPN-IPを与え、乗算器211A、211Bにはパイロット信号のQ成分用の拡散符号26 PN-QPを与え、上記乗算器210A、211Bの出力を加算器212Aで加算し、乗算器210B、211Aの出力を減算器212Bで減算する。

【0022】前述した位相ずれに起因して、検波回路からの出力信号I'、Q'には、その双方に送信パイロット信号のI成分とQ成分が互いに混入し合っているが、パイロット信号逆拡散回路において、信号I'を拡散符号PN-IP、PN-QPで逆拡散することによってパイロット信号のI_i成分とI_q成分が得られ、受信信号Q'を拡散符号PN-IP、PN-QPで逆拡散することによってパイロット信号のQ_i成分、Q_q成分が得られる。また、上記I_i成分とQ_q成分を加算器212Aで加算することによって、 $\cos \phi$ に比例した位相誤差信号 $\Delta \cos \phi$ が得られ、減算器212Bで上記Q_i成分からI_q成分を減算することによって、 $\sin \phi$ に比例した位相誤差信号 $\Delta \sin \phi$ が得られる。

【0023】平均化回路部23は、逆拡散回路部21から出力される複数チップ期間の位相誤差信号（ $\Delta \cos \phi$ 、 $\Delta \sin \phi$ ）22を平均化することによって、ノイズ除去された位相補正信号（ $\sin \phi$ 、 $\cos \phi$ ）24を生成する。

【0024】平均化回路部23は、例えば、図4に示す

ように、位相誤差信号 $\Delta \cos \phi$, $\Delta \sin \phi$ をシフトするための それぞれ継続接続された複数の 1 チップ遅延ゲート (Dc) 230 からなる 2 つのアナログ値シフトレジスタ (直並列変換器) と、上記シフトレジスタの入力信号および各遅延ゲートからの出力信号を加算するための加算器 235, 236 とからなる。

【0025】128 個の 1 チップ遅延ゲート (Dc) 230 を直列に接続することによって 1 シンボル相当の遅延ゲート Ds が形成される。この例では、各シフトレジスタは、直列に接続された 3 つのシンボル遅延ゲート 231, 232 および 233 からなり、位相誤差信号 $\Delta \cos \phi$, $\Delta \sin \phi$ のそれぞれについて、時間軸上で互いに連続する 128×3 チップ分の値を加算器 235 および 236 で加算することによって、平均化によりノイズ除去された位相補正信号 ($\cos \phi$, $\sin \phi$) 24 を得るようになっている。

【0026】データ遅延回路部 28 は、例えば、図 5 に示すように、それぞれ継続接続された複数の 1 チップ遅延ゲート Dc 280 からなる 2 つのアナログ値シフトレジスタ (遅延回路) からなる。平均化回路部 23 で要した遅延チップ段数 N (上記例では、 $N = 128 \times 3$) と、データ遅延回路部 28 の遅延チップ段数 M との間に、 $M = (N - 1) / 2$ の関係が成立する。これは、目的のデータ信号をその前後に所定チップ数ずつ位置した 1 群のパイロット信号から求めた位相補正值によって位相誤差を補正するためである。

【0027】この例では、 $M = 191.5$ になるため、シフトレジスタの遅延チップ段数 M は、「191」または「192」とする。Ds 281 は、1 チップ遅延ゲート Dc 280 を 128 段接続して形成した 1 シンボル相当の遅延ゲートユニットであり、全遅延チップ段数を「191」または「192」にするために、上記遅延ゲートユニット 281 に、63 段または 64 段の 1 チップ遅延ゲート Dc 280 からなる半シンボル遅延ゲートユニット Ds' 282 が接続されている。

【0028】位相補正回路 30 は、例えば図 6 に示すように、データ遅延回路部 28 から出力された遅延データ 29 の I', Q' 成分を、乗算器 301A, 301B, 302A, 302B で、補正信号 24 の $\cos \phi$, $\sin \phi$ とそれぞれ乗算した後、加算器 303A, 減算器 303B で加算と減算することによって、位相ずれによるデータ信号値の誤差を補正する。これによって、データ逆拡散回路部 32 で目的とするデータ信号 (I, Q) 35 の復調が可能となる。

【0029】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、従来の CDMA 移動通信システムにおける検波回路では、パイロット信号から検出した位相誤差の平均化処理と、受信信号の遅延および位相補正処理を拡散符号のチップレートで行っているため、これらの処理を行う回路部を高

速のクロックで動作させる必要があり、結果的に検波回路の構成部品が高価になり、消費電力が大きくなるという問題があった。

【0030】本発明の目的は、位相補正処理を低速クロックで実行でき、消費電力を低減できる CDMA 移動通信システム用の移動局および検波方法を提供することにある。

【0031】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため 10 に、本発明による移動局では、パイロット信号逆拡散回路部から拡散符号のチップレートで出力された位相誤差信号と、データ信号逆拡散回路部から拡散符号のチップレートで出力されたデータ信号とを、それぞれ送信データのシンボルレートに変換した後、上記位相誤差信号から生成した補正信号によって上記データ信号の位相補正を行なうようにしたことを特徴とする。

【0032】この場合、位相補正信号 ($\cos \phi$, $\sin \phi$) は、シンボルレートに変換された位相誤差信号 ($\Delta \cos \phi$, $\Delta \sin \phi$) をそれぞれシンボルレート 20 でシフト動作する比較的低速のシフトレジスタによって直並列変換し、複数シンボル分の位相誤差信号を加算器で平均化することによって得られる。

【0033】また、従来装置では、受信信号の位相を補正をした後、データ信号用拡散符号で逆拡散することによってデータ信号の I, Q 成分を抽出していたが、本発明では、直交検波によって得られた受信信号の I, Q 成分をデータ信号逆拡散回路で逆拡散した後、該逆拡散回路から出力されるデータ信号群の伝送レートをシンボルレートに変換し、遅延回路を介して位相補正回路部に入力する。

【0034】

【作用】上記構成によれば、位相誤差信号の平均化、データ信号の遅延および位相補正のための処理をシンボルレートで行なうようにしているため、これらの回路部分を低速のクロックで動作させることができ、これによって消費電力を抑えることができる。

【0035】

【実施例】図 1 は、本発明による CDMA 移動通信システム用の検波回路の構成を示すブロック図であり、図 3 40 に示した従来システムとの比較を容易にするために、同一の回路要素には図 3 と同一の符号を適用してある。

【0036】図 1において、21 は直交検波された受信信号 (I', Q') 1 をパイロット信号用拡散符号で逆拡散し、位相誤差を示す信号 ($\Delta \cos \phi$, $\Delta \sin \phi$) 22 を出力するパイロット信号逆拡散回路部、41 は、上記逆拡散回路部 21 からチップレートで出力される位相誤差信号 22 をシンボルレートの信号 ($\Delta \cos \phi'$, $\Delta \sin \phi'$) 22' に変換するためのアキュムレータ、43 は、上記位相誤差信号 $\Delta \cos \phi'$, $\Delta \sin \phi'$ について、それぞれ複数シンボル期間の平均化さ

れた値を求め、位相補正信号 24 として出力する平均化回路部、25 は拡散符号を発生する拡散符号発生回路部、26 はパイロット信号用拡散符号 (P N-IP, P N-QP)、27 はデータ信号用拡散符号 (P N-ID, P N-QD)、42 は、受信信号をデータ用拡散符号 27 で逆拡散するためのデータ逆拡散回路部、44 は、逆拡散回路部 42 で逆拡散されたデータ信号 12 の伝送速度をチップレートからシンボルレートに変換するためのアキュムレータ、48 は、シンボルレートをもつデータ信号 14 を位相誤差信号の平均化所要時間に応じた時間だけ遅延させるためのデータ遅延回路部、49 は、データ遅延回路部 48 から出力された受信データに含まれる位相誤差を位相補正信号 24 によって補正するための位相補正回路部、35 は位相補正された復調データ (I, Q) である。

【0037】パイロット信号逆拡散回路部 21 は、受信信号 (I', Q') 1 をパイロット信号用の拡散符号 (P N-IP, P N-QP) 26 で逆拡散する。この場合、受信信号 I', Q' の双方を、乗算器 210A～211Bにおいて、パイロット信号拡散符号 26 の I, Q 成分 (P N-IP, P N-QP) でそれぞれ逆拡散した後、図示したように加算器 212A、減算器 212B を用いて加算、減算を行うことによって、位相ずれ角度 ϕ に依存した値 (位相誤差) $\Delta \cos \phi$ 、 $\Delta \sin \phi$ を得る。逆拡散回路部 21 からチップレートで出力された位相誤差信号 22 は、アキュムレータ 41 で 1 シンボル期間 (128 チップ期間) 毎に積分してシンボルレートの位相誤差信号 ($\Delta \cos \phi'$ 、 $\Delta \sin \phi'$) 22' に変換した後、平均化回路部 43 に供給される。

【0038】上記平均化回路部 43 は、複数シンボル期間に入力される位相誤差信号 $\Delta \cos \phi'$ 、 $\Delta \sin \phi'$ をそれぞれ平均化することによって、受信データの位相補正信号 (SIN ϕ 、COS ϕ) 24 を生成する。上記平均化回路部 43 の構成の 1 例を図 7 に示す。

【0039】Ds (430) は、1 シンボルの遅延時間をもつアナログゲートである。この例では、位相誤差信号 $\Delta \cos \phi'$ 、 $\Delta \sin \phi'$ からノイズを取り除くために、シンボルレートで入力される位相誤差信号 $\Delta \cos \phi'$ 、 $\Delta \sin \phi'$ を、それぞれ 2 段のシンボル遅延ゲート 430 からなるシフトレジスタ SR-A、SR-B に入力し、シフトレジスタの入力信号および各遅延ゲートの出力信号からなる 3 シンボル分の位相誤差信号をそれぞれ加算器 431、432 で加算する。上記各加算器 431、432 は、それぞれの加算結果に適当な係数を掛けることによって位相誤差信号 $\Delta \cos \phi'$ 、 $\Delta \sin \phi'$ を平均化し、これを位相補正信号 (COS ϕ と SIN ϕ) として出力する。なお、シフトレジスタ SR-A、SR-B は、図 4 に示した従来技術のようにチップレートで高速に動作する多数のチップ遅延ゲートで構成する必要はなく、シンボルレートで動作する低速の遅延

ゲートを適用できる。

【0040】データ逆拡散回路部 42 では、受信信号 I' を乗算器 420A、421A に、また、受信信号 Q' を乗算器 420B、421B に入力し、上記乗算器 420A と 420B にはデータ用拡散符号 P N-ID を供給し、乗算器 421A と 421B にはデータ用拡散符号 P N-QD を供給することによって、逆拡散された 4 系統のデータ信号 12 を得る。これらの逆拡散されたデータ信号 12 は、乗算器 420A～421B と対応して設けられた 4 つのアキュムレータ 44 (44A～44B') によって、チップレートからシンボルレートに変換される。シンボルレートのデータ信号 14 は、データ遅延回路部 48 によって、平均化回路部 43 における平均化所要時間によって決まる所定の時間だけ遅延された後、位相補正回路部 49 に供給される。

【0041】上記データ遅延回路部 48 の構成の 1 例を図 8 に示す。

【0042】位相誤差の平均化に要したシンボル数 N と上記遅延回路部 48 で必要とする遅延シンボル数 M の間には $M = (N - 1) / 2$ の関係が成立するため、図 7 に示したように、平均化回路部 43 で 2 シンボルのシフトレジスタを用いた場合 ($N = 2$)、データ遅延回路部 48 で必要な遅延シンボル数は $M = 1$ となる。この場合、データ遅延回路部 48 は、図 8 に示すように、各アキュムレータ出力をシンボル周期で動作する 1 段のシンボル遅延ゲート (Ds) 480 (480A～480B') によって遅延すればよい。

【0043】位相補正回路部 49 は、遅延回路部 48 からシンボルレートで出力されたデータ信号 16 の値を位相補正信号 24 に応じて補正することによって、位相ずれの影響を除去したデータ信号 I、Q に変換する。

【0044】上記位相補正回路部 17 の構成の 1 例を図 9 に示す。

【0045】遅延データ信号 16 のうち、I 成分の信号は乗算器 490A と 490A' で、Q 成分の信号は乗算器 490B と 490B' で、それぞれ位相補正信号 COS ϕ 、および SIN ϕ と乗算され、乗算結果を加算器 190A と 減算器 491B によって図 9 に示すように加算および減算することにより、位相補正されたデータ信号 (I, Q) 35 が得られる。従って、これらのデータ信号 35 を図示しない復号回路で処理することによって、基地局から送信されたデータを復調することが可能となる。

【0046】本実施例によれば、受信信号をパイロット信号用およびデータ信号用の拡散符号で逆拡散して得られたチップレートのパルス列 12、22 をシンボルレートのパルス列に変換した後、位相補正するようにしているため、位相補正に必要な回路部分の動作クロックを低速化できる。

【0047】実施例では、位相誤差信号を 3 シンボルで

平均化する例について述べたが、平均化の対象とするシンボル数を5シンボル、7シンボル、あるいは9シンボルに増やした場合、データ遅延部のシンボル遅延ゲートの接続段数はそれぞれ2段、3段、4段に設定すればよい。

【0048】また、図1の回路構成において、平均化回路部43、データ遅延回路部48、および位相補正回路部49の機能をデジタル信号プロセッサによるソフトウェアで実現するようにしてもよい。この場合、デジタル信号処理プロセッサは、シンボルレートの入力信号を処理すればよいため、位相補正のためのプログラム実行回数を大幅に削減できる。

【0049】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明によれば、パイロット信号用およびデータ信号用の拡散符号で逆拡散して得られたチップレートの信号12、22をシンボルレートに変換した後、位相補正するようとしているため、位相補正に必要な回路部分の動作を低速化でき、CDMA移動通信システムの移動局の消費電力を抑えることができる。また、上記位相補正をソフトウェアで実行する場合、実行頻度を抑えることが可能であり、信号処理プロセッサのオーバーヘッドを少なくできる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明によるCDMA移動通信システムにおける移動局の検波回路の1実施例を示すブロック図。

【図2】基地局における直交変調回路と移動局における直交検波回路を示す図。

【図3】CDMA移動通信システムにおける移動局の検波回路の従来技術の1例を示すブロック図。

【図4】従来技術における位相誤差信号の平均化回路部23の構成を示す図。

【図5】従来技術におけるデータ遅延回路部28の構成を示す図。

【図6】従来技術における位相補正回路部30の構成を示す図。

【図7】本発明における位相誤差信号の平均化回路部43の構成を示す図。

【図8】本発明におけるデータ遅延回路部48の構成の1例を示す図。

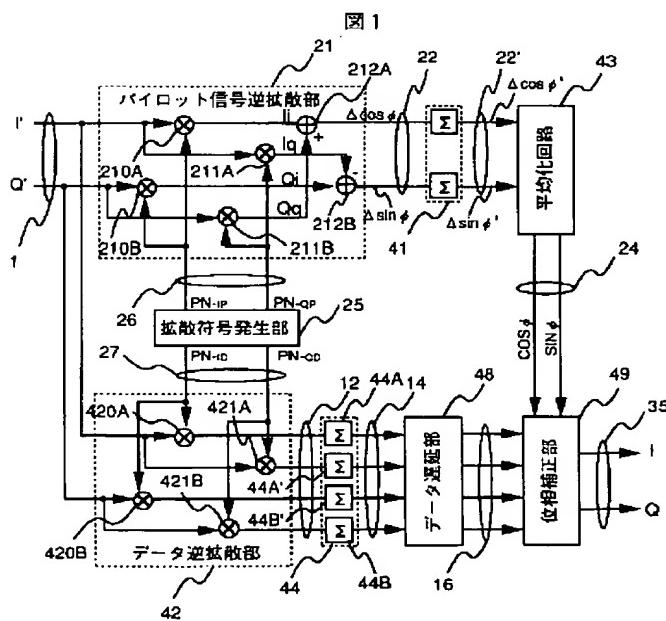
【図9】本発明における位相補正回路部49の構成の1例を示す図。

【図10】(A)はQPSKの信号空間図、(B)は位相誤差を説明するための図。

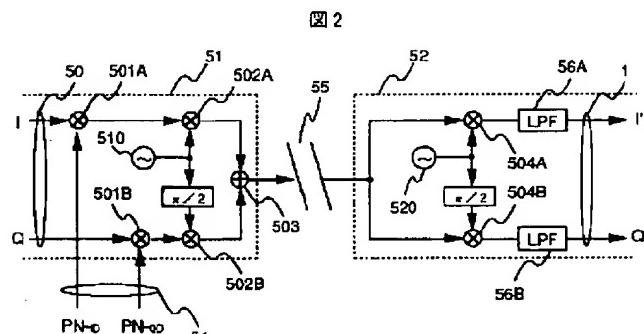
【符号の説明】

1…受信データ、21…パイロット信号逆拡散回路部、34、41、44…アキュムレータ、23、43…平均化回路部、24…位相制御信号、25…拡散符号発生部、26…パイロット信号用拡散符号、27…データ信号用拡散符号、28、48…データ遅延回路部、30、49…位相補正回路部、32、42…データ逆拡散回路部、35…復調データ、51…基地局、52…移動局、55…無線周波数帯域、56…ローパスフィルタ、230、280…チップ遅延ゲート、231、281、480…シンボル遅延ゲート、235、236、431、432…加算器、282…半シンボル遅延ゲート。

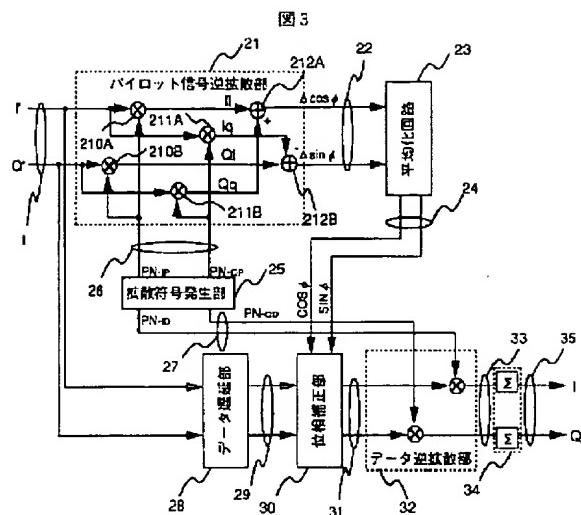
【図1】



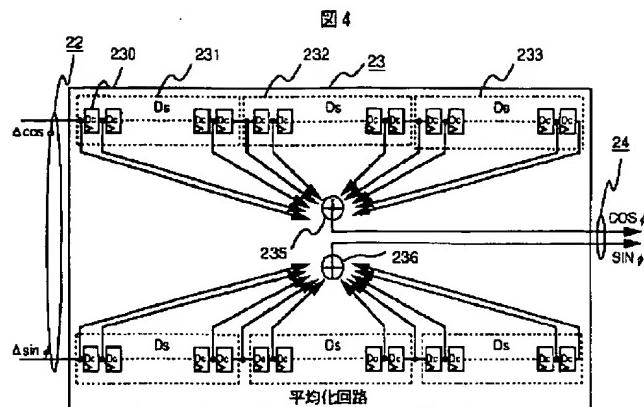
【図2】



【図3】

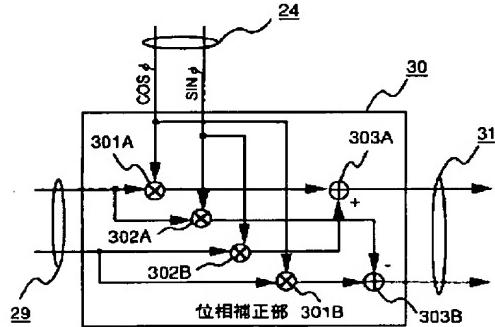


【図4】

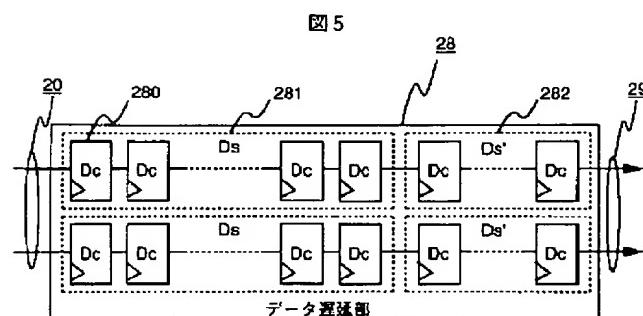


【図6】

図6



【図5】



【図7】

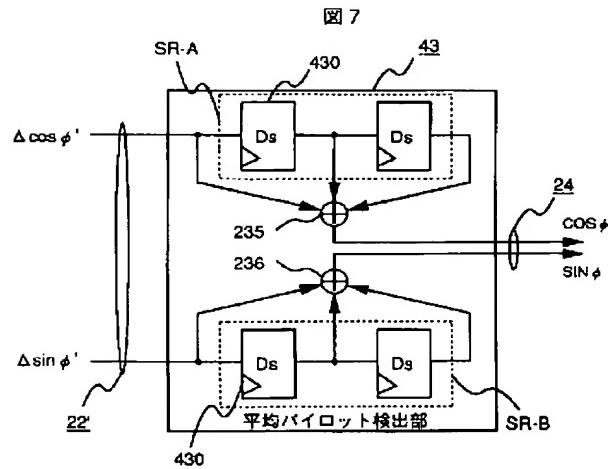
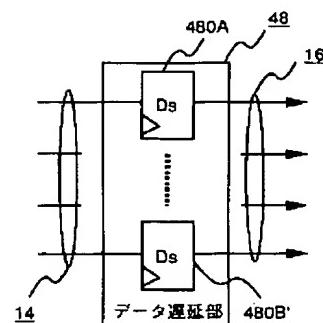
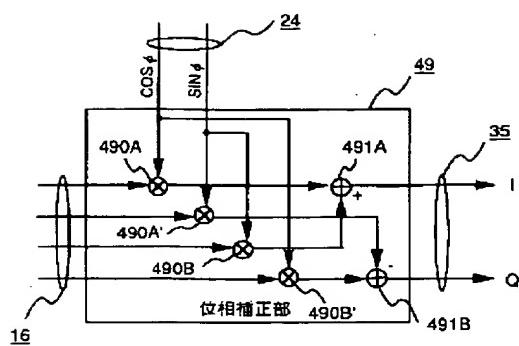


図8



【図9】

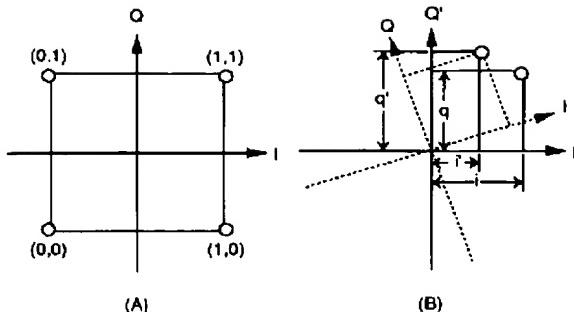
図9



16

【図10】

図10



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 6

識別記号 庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 L 7/00

A